

无刷双馈电机的转差型矢量控制

夏超英[†], 于佳丽, 田聪颖, 侯晓鑫

(天津大学 电气自动化与信息工程学院, 天津 300070)

摘要: 针对无刷双馈电机, 提出一种转差型矢量控制策略. 首先, 在任意旋转 mt 坐标系下, 推导无刷双馈电机的状态空间模型; 然后, 给出转差型矢量控制系统设计方法, 根据控制电机转子磁链给定值和转矩给定计算控制电机电流分量和转差给定, 通过调节控制电机定子电流励磁分量、转矩分量对转子磁链和转矩进行控制. 仿真结果显示, 所提出控制策略对指令的跟踪性能和对负载的调节能力优异, 对参数偏差具有鲁棒性.

关键词: 无刷双馈电机; 统一坐标; 状态空间模型; 磁场定向; 矢量控制; 转差控制

中图分类号: TM34

文献标志码: A

Slip frequency type vector control for brushless doubly-fed machine

XIA Chao-ying[†], YU Jia-li, TIAN Cong-ying, HOU Xiao-xin

(School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300070, China)

Abstract: For a brushless double-fed machine, this paper proposes a slip type vector control strategy. Firstly, we derive the state space model in arbitrary rotating mt coordinates. On this basis, the designing method of the slip type vector control strategy is presented. According to the given rotor flux and torque, the given current components and slip of the control machine can be obtained. Then the rotor flux and total torque can be controlled by the flux current component and torque current component of the control machine. Simulation results show that the proposed strategy has excellent tracking performance and adjustment ability, and has robustness to the parameters errors.

Keywords: brushless double-fed machine; unified coordinates; state space model; field orientation; vector control; slip control

0 引言

无刷双馈电机 (Brushless doubly-fed machine, BDFM) 是在感应异步电机基础上发展起来的一种兼具异步与同步电机特点的交流调速电机, 它取消了电刷和滑环, 降低了维护成本, 增强了系统的可靠性, 同时所需变频器容量较小, 功率因数可调, 适用于交流传动系统和变速恒频的风力、水力发电系统^[1-2]. 文献 [3] 通过理论和实验证明了 BDFM 开环控制无法满足稳定性, 需要进行闭环控制. 目前, 针对 BDFM 的典型闭环控制策略主要有标量控制^[4]、矢量控制^[5-8]和直接转矩控制^[9-11]等. 标量控制算法只改变控制电机供电电压的幅值和频率, 不改变其相位, 稳定性和动态性能较差, 很少被采用. 直接转矩控制不需要磁场定向和坐标变换, 控制算法简单, 对电机参数依赖性小, 但存在转矩脉动, 在高转矩输出时会出现失控

问题^[9-11]. BDFM 的矢量控制策略主要有两种: 一种是基于双同步坐标系^[6-7]的方法, 即采用功率电机子系统定子磁场定向和控制电机子系统转子磁场定向, 实现转矩和转子磁链的控制, 缺点是算法复杂, 对电机参数的依赖性强, 未做到磁链和转矩控制的去耦; 另一种方法是基于统一坐标系模型^[8], 通过功率绕组定子磁场定向进行控制, 对电机参数的依赖性小, 缺点是磁链和转矩控制不去耦. 转差型矢量控制策略在异步电机上的应用较为成熟, 它采用磁链开环, 由转矩和磁链给定信号, 用逆模型给出定子电流和转差频率的给定信号, 实现间接磁场定向, 系统结构和控制算法简单. 由于无刷双馈电机的结构和控制算法复杂, 相应的转差型矢量控制方法目前仍未见报道. 为此, 本文给出了无刷双馈电机转差型矢量控制系统的设计方法, 该方法与异步电机的转差型矢量控

收稿日期: 2017-08-13; 修回日期: 2018-02-08.

基金项目: 国家 863 计划项目 (2011AA11A259).

责任编委: 张庆灵.

作者简介: 夏超英 (1958—), 男, 教授, 博士生导师, 从事控制理论、电力电子与电力传动等研究; 于佳丽 (1990—), 女, 博士生, 从事电机控制、模块化多电平变换器控制的研究

[†]通讯作者. E-mail: xiachaoying@126.com.

制有类似的特性,并继承了其大部分优点.本文首先在转子坐标系下,通过对控制电机相关变量取负共轭运算,推导了无刷双馈电机的状态空间模型;然后将它变换到任意旋转 mt 坐标系下,按控制电机转子磁场定向.在此基础上,推导了转差型矢量控制策略,采用控制电机转子磁链的开环控制方式,利用给定转矩和转子磁链进行间接磁场定向,通过调节控制电机定子电流励磁分量和转矩分量实现对控制电机转子磁链和电机转矩的解耦控制.仿真结果表明,该策略具有良好的静、动态性能,且对参数偏差具有良好的鲁性棒.

1 BDFM的数学模型

BDFM按转子结构可分为绕线式、鼠笼式和磁阻式,其中绕线式无刷双馈电机的数学模型可根据级联无刷双馈电机得到.级联无刷双馈电机的结构如图1所示,它由两台转子绕组反相序连接的绕线式异步电机同轴连接而成,两台电机分别称为功率电机和控制电机,前者接电网或恒压恒频电源,一般不对其进行控制;后者接变频器,通过调节其定子电压的大小和频率实现对整台电机的控制.

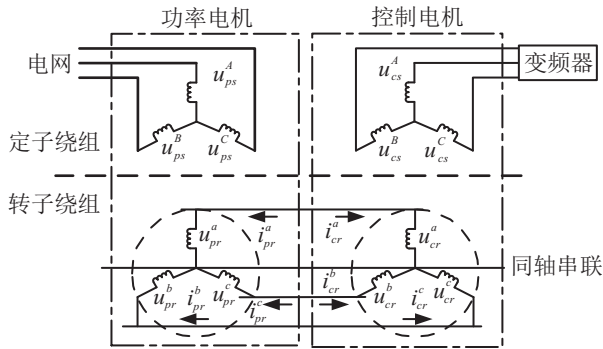


图1 级联绕线式BDFM结构

功率电机和控制电机的转子绕组反相序连接,转子三相电压和电流之间满足一定关系,即 $u_{pr}^a = u_{cr}^a, u_{pr}^b = u_{cr}^c, u_{pr}^c = u_{cr}^b, i_{pr}^a = -i_{cr}^a, i_{pr}^b = -i_{cr}^c, i_{pr}^c = -i_{cr}^b$, 所以在转子 dq 坐标系下有 $u_{pr}^d = u_{cr}^d, u_{pr}^q = -u_{cr}^q, i_{pr}^d = -i_{cr}^d, i_{pr}^q = i_{cr}^q$. 用 u^{dq} 、 i^{dq} 表示复数形式转子 dq 坐标系下的电压和电流矢量,例如功率电机转子电压矢量为 $u_{pr}^{dq} = u_{pr}^d + ju_{pr}^q$, 控制电机转子电压矢量为 $u_{cr}^{dq} = u_{cr}^d + ju_{cr}^q$, 应用上述关系, 则有 $u_{pr}^{dq} = (u_{cr}^{dq})^*$; 功率电机转子电流矢量为 $i_{pr}^{dq} = i_{pr}^d + ji_{pr}^q$, 控制电机转子电流矢量为 $i_{cr}^{dq} = i_{cr}^d + ji_{cr}^q$, 应用上述关系且以功率电机转子电流作为参考, 则有 $i_r^{dq} = i_{pr}^{dq} = -(i_{cr}^{dq})^*$. 将上述关系代入到两绕线感应电机的定、转子电压方程中, 得到BDFM在转子 dq 坐标系下的电压方程为^[12]

$$\begin{cases} u_{ps}^{dq} = r_{ps}i_{ps}^{dq} + jp_p\omega_r(l_{ps}i_{ps}^{dq} + l_{pm}i_r^{dq}) + \frac{d}{dt}(l_{ps}i_{ps}^{dq} + l_{pm}i_r^{dq}), \\ u_{cs}^{dq} = r_{cs}i_{cs}^{dq} + jp_c\omega_r(l_{cs}i_{cs}^{dq} - l_{pm}(i_r^{dq})^*) + \frac{d}{dt}(l_{cs}i_{cs}^{dq} - l_{cm}(i_r^{dq})^*), \\ 0 = (r_{pr} + r_{cr})i_r^{dq} + \frac{d}{dt}(l_{pr} + l_{cr})i_r^{dq} + \frac{d}{dt}(l_{pm}i_{ps}^{dq} - l_{cm}(i_{cs}^{dq})^*); \end{cases} \quad (1)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2}p_p l_{pm} \text{Im}i_{ps}^{dq}(i_r^{dq})^* - \frac{3}{2}p_c l_{cm} \text{Im}i_{cs}^{dq}i_r^{dq}; \quad (2)$$

运动方程为

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt}. \quad (3)$$

式(1)~(3)中,上标*表示共轭变换;下标 p 、 c 分别表示功率电机和控制电机;下标 s 和 r 分别表示定子和转子; J 表示电机转动惯量; ω_r 表示转子机械角速度; p 表示电机极对数; r 、 l 、 l_m 分别表示电阻、电感、互感. BDFM在稳态运行时,两电机定、转子绕组中会产生两组相对于转子电角速度大小相等方向相反的磁场,在转子坐标系下,稳态运行时功率电机的相关变量和控制电机的相关变量是两组旋转速度相等方向相反的旋转矢量.为此,可对控制电机的定子电压和电流矢量取负的共轭变换,即

$$\begin{cases} \tilde{u}_{cs}^{dq} = -(u_{cs}^{dq})^*, \\ \tilde{i}_{cs}^{dq} = -(i_{cs}^{dq})^*. \end{cases} \quad (4)$$

代入式(1)后得到新的数学模型

$$\begin{cases} u_{ps}^{dq} = r_{ps}i_{ps}^{dq} + jp_p\omega_r(l_{ps}i_{ps}^{dq} + l_{pm}i_r^{dq}) + \frac{d}{dt}(l_{ps}i_{ps}^{dq} + l_{pm}i_r^{dq}), \\ \tilde{u}_{cs}^{dq} = r_{cs}i_{cs}^{dq} - jp_c\omega_r(l_{cs}i_{cs}^{dq} + l_{pm}(i_r^{dq})^*) + \frac{d}{dt}(l_{cs}i_{cs}^{dq} + l_{cm}(i_r^{dq})^*), \\ 0 = (r_{pr} + r_{cr})i_r^{dq} + \frac{d}{dt}(l_{pr} + l_{cr})i_r^{dq} + \frac{d}{dt}(l_{pm}i_{ps}^{dq} + l_{cm}(\tilde{i}_{cs}^{dq})^*); \end{cases} \quad (5)$$

电磁转矩方程变为

$$T_e = \frac{3}{2}p_p l_{pm} \text{Im}i_{ps}^{dq}(i_r^{dq})^* - \frac{3}{2}p_c l_{cm} \text{Im}\tilde{i}_{cs}^{dq}(i_r^{dq})^*; \quad (6)$$

运动方程不变.经过上述负的共轭变换,在式(5)的描述中,控制电机新的电压、电流矢量在稳态下与功率电机矢量保持相对静止,以同频率同方向旋转,从而可以得到接下来的任意旋转坐标系下BDFM的状态空间描述.需要指出的是,上述处理方法也适用于鼠笼式BDFM,只是将式(4)的负的共轭变换改为共轭变换即可^[13],故本文的方法和结果对绕线式和鼠笼式BDFM都是适用的.

2 BDFM的状态空间描述

在第1节电压电流模型的基础上,根据控制需要,定义功率电机定子磁链

$$\psi_{ps}^{dq} = l_{ps}i_{ps}^{dq} + l_{pm}i_r^{dq}. \quad (7)$$

根据文献[14],定义控制电机等效转子磁链为

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_{cr}^{dq} &= l_{cm}\tilde{i}_{cs}^{dq} + \left(l_{pr} + l_{cr} - \frac{l_{pm}^2}{l_{ps}} \right) i_r^{dq} = \\ & l_{cm}\tilde{i}_{cs}^{dq} + l'_{cr}i_r^{dq}. \end{aligned} \quad (8)$$

其中: $l'_{cr} = l_{pr} + l_{cr} - l_{pm}^2/l_{ps}$ 与 l_{cr} 近似相等,相当于将功率电机定子漏感等效到转子侧. 由式(5)、(7)、(8),在转子 dq 坐标系下以功率电机定子磁链 ψ_{ps}^{dq} 、控制电机定子电流 \tilde{i}_{cs}^{dq} 和控制电机等效转子磁链 $\tilde{\psi}_{cr}^{dq}$ 为状态变量,以功率电机定子电压 u_{ps}^{dq} 、控制电机定子电压 \tilde{u}_{cs}^{dq} 为输入,可得到以下6阶状态方程:

$$\dot{\mathbf{x}}^{dq} = A^{dq}\mathbf{x}^{dq} + B^{dq}\mathbf{u}^{dq}. \quad (9)$$

其中

$$\mathbf{x}^{dq} = [\psi_{ps}^{dq} \quad \tilde{i}_{cs}^{dq} \quad \tilde{\psi}_{cr}^{dq}]^T, \quad \mathbf{u}^{dq} = [u_{ps}^{dq} \quad \tilde{u}_{cs}^{dq}]^T,$$

$$A^{dq} =$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{r_{ps}}{l_{ps}} - jp_p\omega_r & -\frac{r_{ps}l_{pm}l_{cm}}{l_{ps}l'_{cr}} \\ \frac{l_{pm}l_{cm}r_{ps}}{l_{ps}^2M} + j\frac{p_p\omega_rl_{pm}l_{cm}}{l_{ps}M} & \frac{r_{cs}l_{ps}^2l'_{cr}}{l_{ps}^2l'_{cr}M} + jp_c\omega_r \rightarrow \\ \frac{l_{pm}r_{ps}}{l_{ps}^2} + jp_p\omega_r\frac{l_{pm}}{l_{ps}} & \frac{N}{l_{ps}^2l'_{cr}}l_{cm} \\ & -\frac{r_{ps}l_{pm}}{l_{ps}l'_{cr}} \\ \leftarrow -\frac{Nl_{cm}}{l_{ps}^2l'_{cr}M} - j\frac{p_c\omega_rl_{cm}}{M} & \\ & -\frac{N}{l_{ps}^2l'_{cr}} \end{bmatrix},$$

$$B^{dq} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{l_{pm}l_{cm}}{l_{ps}M} & -\frac{l'_{cr}}{M} \\ -\frac{l_{pm}}{l_{ps}} & 0 \end{bmatrix};$$

$$M = l_{cm}^2 - l_{cs}l'_{cr}, \quad N = r_rl_{ps}^2 + r_{ps}l_{pm}^2.$$

显然,在转子 dq 坐标系下状态方程中各变量均为交流量. 设任意旋转坐标系的 m 轴与转子坐标系 d 轴间的夹角为 λ_c ,如图2所示,则可通过旋转变换

$$\begin{cases} \mathbf{x}^{mt} = T_1\mathbf{x}^{dq}, \\ \mathbf{u}^{mt} = T_2\mathbf{u}^{dq} \end{cases} \quad (10)$$

完成 dq 坐标系到 mt 坐标系的旋转变换. 其中

$$T_1 = \begin{bmatrix} e^{-j\lambda_c} & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\lambda_c} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j\lambda_c} \end{bmatrix}, \quad T_2 = \begin{bmatrix} e^{-j\lambda_c} & 0 \\ 0 & e^{-j\lambda_c} \end{bmatrix}.$$

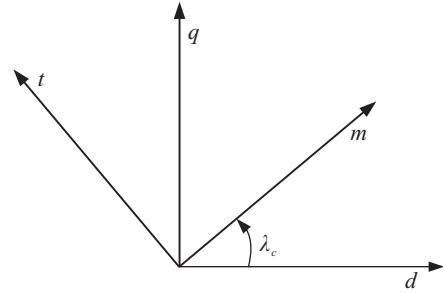


图2 任意旋转 mt 坐标与转子 dq 坐标间的关系

这样得到BDFM在 mt 坐标系下的状态方程为

$$\dot{\mathbf{x}}^{mt} = A^{mt}\mathbf{x}^{mt} + B^{mt}\mathbf{u}^{mt}. \quad (11)$$

其中

$$\mathbf{x}^{mt} = [\psi_{ps}^{mt} \quad \tilde{i}_{cs}^{mt} \quad \tilde{\psi}_{cr}^{mt}]^T, \quad \mathbf{u}^{mt} = [u_{ps}^{mt} \quad \tilde{u}_{cs}^{mt}]^T,$$

$$A^{mt} = T_1A^{dq}T_1^{-1} - T_1\dot{T}_1^{-1} =$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{r_{ps}}{l_{ps}} - jp_p\omega_r - j\lambda_c & -\frac{r_{ps}l_{pm}l_{cm}}{l_{ps}l'_{cr}} \\ \frac{l_{pm}l_{cm}r_{ps}}{l_{ps}^2M} + j\frac{p_p\omega_rl_{pm}l_{cm}}{l_{ps}M} & \frac{r_{cs}l_{ps}^2l'_{cr}}{l_{ps}^2l'_{cr}M} + jp_c\omega_r - j\lambda_c \rightarrow \\ \frac{l_{pm}r_{ps}}{l_{ps}^2} + jp_p\omega_r\frac{l_{pm}}{l_{ps}} & \frac{N}{l_{ps}^2l'_{cr}}l_{cm} \\ & -\frac{r_{ps}l_{pm}}{l_{ps}l'_{cr}} \\ \leftarrow -\frac{Nl_{cm}}{l_{ps}^2l'_{cr}M} - j\frac{p_c\omega_rl_{cm}}{M} & \\ & -\frac{N}{l_{ps}^2l'_{cr}} - j\lambda_c \end{bmatrix},$$

$$B^{mt} = T_2B^{dq}T_2^{-1} = B^{dq}.$$

电磁转矩方程变为

$$\begin{aligned} T_e &= \\ & \frac{3}{2}\frac{p_p l_{pm}}{l_{ps}l'_{cr}} \text{Im}\psi_{ps}^{mt}(\tilde{\psi}_{cr}^{mt})^* - \frac{3}{2}\frac{p_p l_{pm}l_{cm}}{l_{ps}l'_{cr}} \text{Im}\psi_{ps}^{mt}(\tilde{i}_{cs}^{mt})^* - \\ & \frac{3}{2}\frac{p_c l_{cm}}{l'_{cr}} \text{Im}(\tilde{\psi}_{cr}^{mt})^* \tilde{i}_{cs}^{mt}. \end{aligned} \quad (12)$$

3 BDFM的转差型矢量控制

将任意旋转 mt 坐标系根据控制电机转子磁场定向,有

$$\tilde{\psi}_{cr}^{mt} = \tilde{\psi}_{cr}^m + j\tilde{\psi}_{cr}^t = \tilde{\psi}_{cr} + j0. \quad (13)$$

其中: $\tilde{\psi}_{cr}$ 为控制电机转子磁链幅值, λ_c 为控制电机转子磁链与转子坐标系 d 轴之间的转差角. 将式(11)中控制电机转子磁链方程的实部和虚部展开,磁场定向后得到

$$\frac{l_{cm}N}{l_{ps}^2 l'_{cr}} \dot{\tilde{i}}_{cs}^m = \dot{\tilde{\psi}}_{cr} + \frac{N}{l_{ps}^2 l'_{cr}} \tilde{\psi}_{cr} - \frac{l_{pm} r_{ps}}{l_{ps}^2} \psi_{ps}^m + \frac{l_{pm}}{l_{ps}} p_p \omega_r \psi_{ps}^t + \frac{l_{pm}}{l_{ps}} u_{ps}^m, \quad (14)$$

$$\dot{\lambda}_c = \frac{\frac{l_{pm}}{l_{ps}} p_p \omega_r \psi_{ps}^m + \frac{l_{pm} r_{ps}}{l_{ps}^2} \psi_{ps}^t - \frac{l_{pm}}{l_{ps}} u_{ps}^t + \frac{N l_{cm}}{l_{ps}^2 l'_{cr}} \dot{i}_{cs}^t}{\tilde{\psi}_{cr}}. \quad (15)$$

式(15)即为转差方程,它是本文BDFM转差型矢量控制的基础.由磁场定向后电磁转矩方程(12)可得

$$i_{cs}^t = \frac{T_e + \frac{3 p_p l_{pm} l_{cm}}{2 l_{ps} l'_{cr}} \psi_{ps}^t \tilde{i}_{cs}^m - \frac{3 p_p l_{pm}}{2 l_{ps} l'_{cr}} \psi_{ps}^t \tilde{\psi}_{cr}}{\frac{3 p_p l_{pm} l_{cm}}{2 l_{ps} l'_{cr}} \psi_{ps}^m - \frac{3 p_c l_{cm}}{2 l'_{cr}} \tilde{\psi}_{cr}}. \quad (16)$$

式(14)体现了控制电机转子磁链 $\tilde{\psi}_{cr}$ 与励磁电流 \tilde{i}_{cs}^m 之间的关系,式(15)体现了转差角速度 $\dot{\lambda}_c$ 与 $\tilde{\psi}_{cr}$ 、转矩电流 i_{cs}^t 之间的关系,式(16)体现了电磁转矩 T_e 与转矩电流 i_{cs}^t 之间的关系.在上述3式中,若令功率电机互感 l_{pm} 为0,则可分别得到

$$\tilde{i}_{cs}^m = \frac{\tilde{\psi}_{cr}}{l_{cm}} + \frac{l'_{cr}}{r_r l_{cm}} \dot{\tilde{\psi}}_{cr}, \quad (17)$$

$$\dot{\lambda}_c = \frac{r_r l_{cm} \dot{i}_{cs}^t}{l'_{cr} \tilde{\psi}_{cr}}, \quad (18)$$

$$i_{cs}^t = -\frac{T_e}{\frac{3 p_c l_{cm}}{2 l'_{cr}} \tilde{\psi}_{cr}}. \quad (19)$$

式(17)~(19)即为异步电机的转差型矢量控制算法.因此,可在BDFM的控制中借鉴异步电机转差型控制思想,通过对控制电机转子磁链进行开环控制,用控制电机的状态期望值和功率电机的状态观测值计算电流给定值和转差角,为此将式(14)~(16)分别重写为

$$\frac{l_{cm}N}{l_{ps}^2 l'_{cr}} \dot{\tilde{i}}_{cs}^{m*} = \dot{\tilde{\psi}}_{cr}^* + \frac{N}{l_{ps}^2 l'_{cr}} \tilde{\psi}_{cr}^* - \frac{l_{pm} r_{ps}}{l_{ps}^2} \psi_{ps}^m + \frac{l_{pm}}{l_{ps}} p_p \omega_r \psi_{ps}^t + \frac{l_{pm}}{l_{ps}} u_{ps}^m, \quad (20)$$

$$\dot{\lambda}_c = \frac{\frac{l_{pm}}{l_{ps}} p_p \omega_r \psi_{ps}^m + \frac{l_{pm} r_{ps}}{l_{ps}^2} \psi_{ps}^t - \frac{l_{pm}}{l_{ps}} u_{ps}^t + \frac{N l_{cm}}{l_{ps}^2 l'_{cr}} \dot{i}_{cs}^{t*}}{\tilde{\psi}_{cr}^*}, \quad (21)$$

$$i_{cs}^{t*} = \frac{T_e^* + \frac{3 p_p l_{pm} l_{cm}}{2 l_{ps} l'_{cr}} \psi_{ps}^t \tilde{i}_{cs}^{m*} - \frac{3 p_p l_{pm}}{2 l_{ps} l'_{cr}} \psi_{ps}^t \tilde{\psi}_{cr}^*}{\frac{3 p_p l_{pm} l_{cm}}{2 l_{ps} l'_{cr}} \psi_{ps}^m - \frac{3 p_c l_{cm}}{2 l'_{cr}} \tilde{\psi}_{cr}^*}. \quad (22)$$

BDFM的转差型矢量控制方法如图3所示,通过

式(20),利用控制电机转子磁链给定值 $\tilde{\psi}_{cr}^*$ 计算给定励磁电流 \tilde{i}_{cs}^{m*} ;通过式(22),利用 $\tilde{\psi}_{cr}^*$ 、 \tilde{i}_{cs}^{m*} 和给定转矩 T_e^* 计算给定转矩电流 i_{cs}^{t*} , T_e^* 可由转速PI调节获得;通过式(21),利用 $\tilde{\psi}_{cr}^*$ 、 i_{cs}^{t*} 计算转差角 λ_c ,间接磁场定向.继而通过对两个给定电流分量进行闭环PI调节获得控制电压,并将其变换至三相静止坐标系下,最终作用于控制电机.

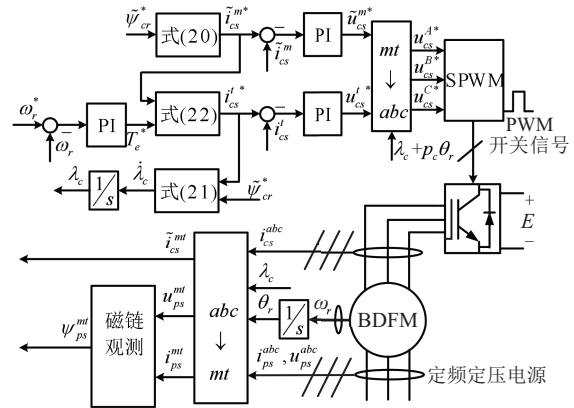


图3 BDFM转差型控制框图

由图3可看出:与异步电机转差型矢量控制相比,BDFM的转差型矢量控制必须考虑功率电机对系统的影响,这是由无刷双馈电机的特点决定的,无法避免.除此之外,本文的控制策略继承了异步电机转差型矢量控制的大部分优点,使用磁链和转矩给定值经由前向通道计算电流分量和转差角,无需使用磁链模型观测控制电机转子磁链及相位,简化了系统结构.

4 仿真结果

本节通过仿真验证上述转差型矢量控制策略的有效性.仿真中功率电机由220V/50Hz的电源供电,控制电机通过逆变器供电,逆变器采用10kHz的SPWM调制,直流供电电压为300V.通过电压电流模型观测功率电机定子磁链时,为了克服纯积分带来的直流偏移和收敛性问题,采用了一种自适应带补偿的积分器^[15].仿真中BDFM电机参数如下:

功率电机: $p_p = 1, r_{ps} = 1.77 \Omega, r_{pr} = 2.97 \Omega, l_{pm} = 0.458 \text{ H}, l_{ps} = l_{pr} = 0.461 \text{ H}, J = 0.1 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$;

控制电机: $p_c = 3, r_{cs} = 1.71 \Omega, r_{cr} = 3.03 \Omega, l_{cm} = 0.125 \text{ H}, l_{cs} = l_{cr} = 0.13 \text{ H}, J = 0.1 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$.

4.1 控制策略动态性能验证

首先验证本文给出的BDFM的转差型矢量控制策略的动态性能和抗扰动性能.仿真中加入了转速外环,控制电机转子磁链给定值为0.5Wb,转速给定在1s时由400r/min突变为900r/min,电机初始时刻空载运行,2s后突加15N·m负载,此时BDFM的控制效果如图4所示.

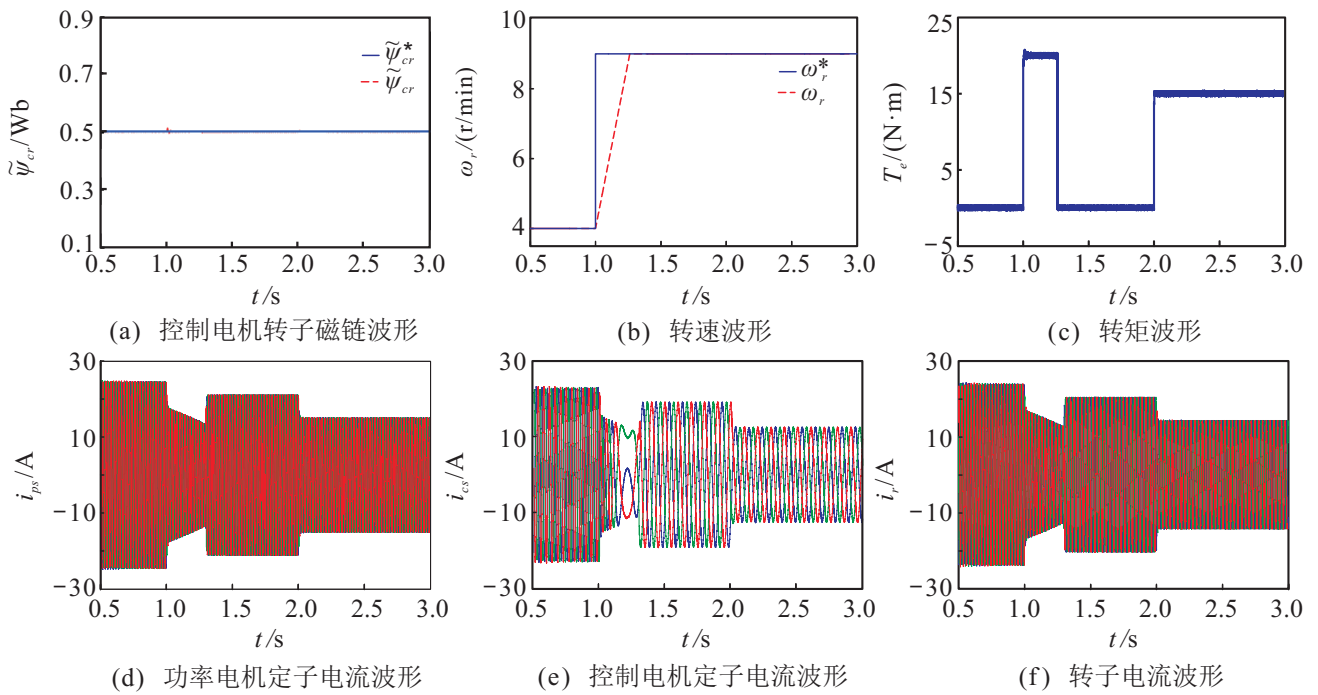


图4 给定转速及负载转矩突变时的控制效果

由图4可看出:给定转速突变后,转速快速响应并稳定在给定值,突加负载时转速波动很小;控制电机转子磁链仅在转速和负载发生突变时有微小波动并快速恢复到给定值;在转速上升期间,系统有稳定的输出转矩,当转速恒定后,转矩立刻稳定在零,突加负载后,转矩快速调整至15 N·m;在转速由400 r/min升至900 r/min期间,电机由欠同步运行转为超同步运行,由图4(e)可看出,控制电机在此期间由负相序供电变为正相序供电。

仿真实验表明,BDFM转差型策略具有良好的控制性能,转速跟踪和抗负载扰动性能优异。

4.2 控制策略对参数偏差的鲁棒性验证

在实际运行中电机参数会不可避免地发生改变,如电阻会随温度变化,电感会随磁饱和程度变化,因此有必要验证控制策略在电机参数变化时的鲁棒性。为此,改变BDFM模块参数,保持算法中参数不变,按图4的实验环节重新进行仿真。图5展示的是电阻参数增加20%、电感参数减小10%的控制效果。

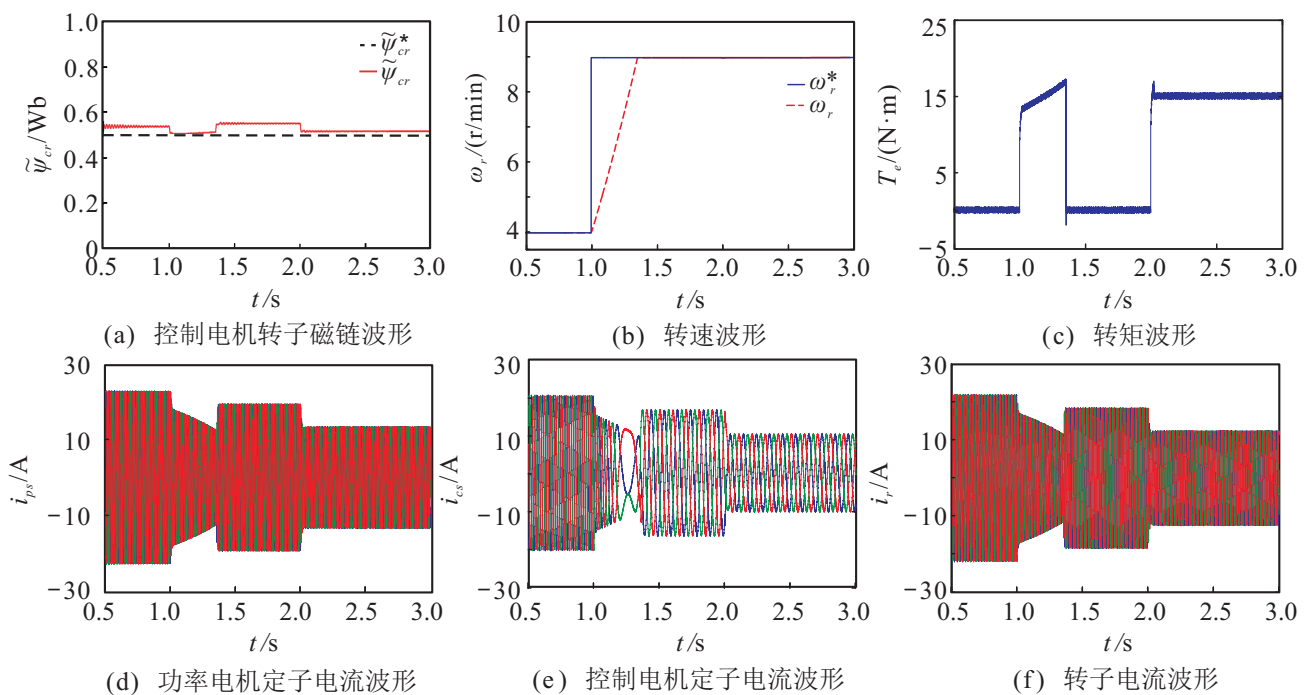


图5 参数偏差时的控制效果

由图5可看出:在电机参数存在偏差时,转速可通过测量准确获得,因此始终能快速跟踪给定值;电机转矩和转子磁链存在控制偏差,但在可接受范围内,且可以快速地恢复到稳态值,说明参数偏差不会对系统的稳定运行造成影响。

仿真实验结果表明,BDFM转差型控制策略对参数偏差具有良好的鲁棒性,在参数存在偏差时,系统能够维持良好的对转速的跟踪性能和对负载扰动的调节能力,控制算法的鲁棒性能好。

5 结论

本文推导了BDFM在 mt 坐标系下的状态空间模型,提出了转差型矢量控制策略,实现了对电机磁链和转矩的去耦控制。仿真结果表明,BDFM的转差型矢量控制策略性能优异,对参数偏差具有较强鲁棒性,以及重要的工程应用价值。

参考文献(References)

- [1] 杨俊华, 吕惠子, 吴捷, 等. 基于波波夫超稳定性的无刷双馈电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(15): 107-113.
(Yang J H, Lyu H Z, Wu J, et al. Direct torque control strategy for brushless doubly-fed machines based on Popov hyperstability theory[J]. Proc of the CSEE, 2009, 29(15): 107-113.)
- [2] 卞松江, 贺益康, 潘再平. 级联式无刷双馈电机的建模与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(12): 33-37.
(Bian S J, He Y K, Pan Z P. Modeling and simulation of the cascade brushless doubly-fed machine[J]. Proc of the CSEE, 2001, 21(12): 33-37.)
- [3] Poza J, Oarbide E, Roye D, et al. Stability analysis of a BDFM under open-loop voltage control[C]. 2005 European Conf on Power Electronics and Applications. Dresden, 2005: 1-10.
- [4] 杨顺昌, 麦苗, 向大为. 无刷双馈电机控制策略的研究[J]. 中小型电机, 2005, 32(1): 28-32.
(Yang S C, Mai M, Xiang D W. Study on control strategy for brushless doubly-fed machine[J]. S&M Electric Machines, 2005, 32(1): 28-32.)
- [5] 黄守道, 王耀南, 黄科元, 等. 无刷双馈电机转子磁场定向控制策略的研究[J]. 电工技术学报, 2002, 17(2): 34-39.
(Huang S D, Wang Y N, Huang K Y, et al. Study of the control strategy on rotor field orientation for brushless doubly-fed machine[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2002, 17(2): 34-39.)
- [6] Zhou D, Spee R, Alexander G C. Experimental evaluation of a rotor flux oriented control algorithm for brushless doubly-fed machines[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1997, 12(1): 72-78.
- [7] Zhou D, Spee R. Synchronous frame model and decoupled control development for doubly-fed machines[C]. Proc of 1994 Power Electronics Specialists Conf. Taipei, 1994: 1229-1236.
- [8] Shao S, Abdi E, Barati F, et al. Stator-flux-oriented vector control for brushless doubly fed induction generator[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(10): 4220-4228.
- [9] 张爱玲, 张洋. 基于转矩预测控制的无刷双馈电机直接转矩控制系统[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(4): 326-330.
(Zhang A L, Zhang Y. Direct torque control for brushless doubly-fed machine based on torque predict control strategy[J]. Electric Machines and Control, 2007, 11(4): 326-330.)
- [10] 杨俊华, 刘远涛, 谢景凤, 等. 无刷双馈电机滑模变结构直接转矩控制[J]. 控制理论与应用, 2011, 28(9): 1195-1201.
(Yang J H, Liu Y T, Xie J F, et al. Direct-torque control of the brushless double-fed machines based on sliding-mode variable structure control strategy[J]. Control Theory & Applications, 2011, 28(9): 1195-1201.)
- [11] Sarasola I, Poza J, Rodríguez M Á, et al. Direct torque control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine[J]. Energy Conversion and Management, 2011, 52(2): 1226-1234.
- [12] 王乐英, 夏超英. 无刷双馈电机的磁场定向直接反馈控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(30): 132-139.
(Wang L Y, Xia C Y. Field oriented direct feedback control of cascaded brushless doubly-fed machine[J]. Proc of the CSEE, 2011, 31(30): 132-139.)
- [13] Xia C, Hou X. Study on the static load capacity and synthetic vector direct torque control of brushless doubly fed machines[J]. Energies, 2016, 9(11): 1-22.
- [14] Xia C, Guo H. Feedback linearization control approach for brushless doubly-fed machine[J]. Int J of Precision Engineering and Manufacturing, 2015, 16(8): 1699-1709.
- [15] Hu J, Wu B. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1998, 13(5): 969-977.

(责任编辑: 孙艺红)